

①

[0013]

[Function]

The optically electric field distribution and phase of each of waveguides in a channel waveguide array constituting an arrayed waveguide grating can be set according to the core opening width of each of the waveguides and the length of each of the waveguides obtained by adjusting a predetermined length of a waveguide equal to or shorter than about a wavelength of a signal light.

[0014]

In an optical signal processing circuit according to the present invention, the core opening width and length of each of the waveguides in the channel waveguide array are adjusted on the basis of the above-described principle. As a consequence, it is possible to control the optically electric field distribution and phase of the channel waveguide array, so as to control optical frequency characteristics in each of channels in an output channel waveguide. For example, it is possible to achieve optical frequency characteristics having a polarity reverse to that of dispersion characteristics of an optical fiber. In addition, it is possible to implement an arrayed waveguide grating in which each of the channels has flat optical frequency characteristics.

[0015]

[Preferred Embodiments]

Fig. 1 is a plan view showing the arrangement of an optical signal processing circuit according to the present invention. In Fig. 1, the optical signal processing circuit is constituted by connecting, in sequence on a substrate 20, a plurality of (or a single) input channel waveguides 11, a first sectorial slab waveguide 22, a channel waveguide array 23 including a plurality of, that is, N waveguides, which sequentially become longer with a predetermined waveguide length difference, a second sectorial slab waveguide 14, and a plurality of output channel waveguides 15. Here, the basic arrangement is identical to that of the arrayed waveguide grating in the prior art shown in Fig. 12 except for the first sectorial slab waveguide 22 and the channel waveguide 23.

[0016]

Fig. 2 is an enlarged view showing a structure in the vicinity of the first sectorial slab waveguide 22. A structure in the vicinity of the second sectorial slab waveguide 14 is identical to the first sectorial slab waveguide 12 in the prior art shown in Fig. 12.

[0017]

In Fig. 2, reference character R designates a radius of curvature of the first sectorial slab waveguide 22; 2a, a core width of the input channel waveguide 11 and of each of the waveguides in the channel waveguide array 23; U, a core opening width of the input channel waveguide 11; s_1 , a pitch between the

waveguides on the boundary between the input channel waveguide 11 and the slab waveguide; D_i , a core opening width of an i -th waveguide (where i is 1 to N) from one end of the channel waveguide array 23; s_2 , a pitch between the waveguides on the boundary between the channel waveguide array 23 and the slab waveguide; and d_1 and d_2 , lengths of tapered portions of the waveguides. Here, the core opening width U is constant, but the core opening widths D_i of the waveguides are different from each other.

[0018]

In the present preferred embodiment, assume that a signal light having a frequency f (wavelength $\lambda = c/f$) is incident into a center port in the input channel waveguide 11. The incident signal light is spread by diffraction in the first sectorial slab waveguide 22, to be then led to the channel waveguide array 23 arranged perpendicularly to the diffracted plane. At this time, the intensity of optical power taken into each of the waveguides in the channel waveguide array 23 depends upon the core opening width D_i of each of the waveguides. Here, the optically electric field amplitude of the i -th waveguide (where i is 1 to N) is represented by $\text{Bit}(i)$ (a real number). The waveguides in the channel waveguide array 23 are arranged such that they become longer in sequence from the inside in Fig. 1 and from the right in Fig. 2 with a waveguide length difference ΔL . In addition, a predetermined waveguide length $Q(i)$ equal to or less than about a

wavelength λ is added to or subtracted from the length of the i -th waveguide.

[0019]

Here, assuming that reference character L_c denotes the length of a rightmost waveguide ($i = 1$), a phase ϕ_i of light into the second sectorial slab waveguide 14 through the i -th waveguide is expressed as follows:

$$\phi_i = \beta_c \{L_c + (i-1)\Delta L + Q(i)\} \dots (1)$$

where reference character β_c designates a propagation constant of a waveguide. The light incident into the second sectorial slab waveguide 14 from the i -th waveguide multiplicatively interferes, and then, is emitted to a port according to the frequency f of the light (i.e., the center port at the output channel waveguide 15 in the present preferred embodiment).

* * * * *

(b) [0032]

(First Preferred Embodiment)

A description will be given below of an optical equalizer specifically exemplifying the optical signal processing circuit in a first preferred embodiment according to the present invention.

* * * * *

(c) [0048]

In Fig. 5, a solid line indicates phase characteristics of a fabricated optical equalizer: in contrast, a broken line indicates characteristics reverse to phase characteristics of an optical

fiber having a length L of 100 (km) with a dispersion $\sigma = -10$ (ps/km·nm) ($p = -0.0252$ (GHz) $^{-2}$ in Equation (17)), that is, phase characteristics required for the optical equalizer. These measurement results show that the dispersion of the optical fiber can be accurately equalized within a frequency band of 50 GHz from f_0-25 to f_0+25 (GHz).

[0049]

(Second Preferred Embodiment)

Next, explanation will be made below on an arrayed waveguide grating having flat optical frequency characteristics, exemplifying the optical signal processing circuit in a second preferred embodiment according to the present invention.

* * * * *

[0054]

(d)

... Fig. 6 illustrates a distribution of an optically electric field amplitude $Bit(i)$; and Fig. 7 illustrates a distribution of an excessive length $Q(i)/\lambda_g$ of an optical path obtained by normalizing, with a wavelength λ_g ($= \lambda_0/n_c$) in the waveguide, the waveguide length $Q(i)$ to be adjusted. Here, the core opening width D_i of the i -th waveguide on the boundary between the first sectorial slab waveguide 22 and the channel waveguide array 23 is determined by substituting $12 \mu\text{m}$ into D_{max} in Equation (22). This arrayed waveguide grating can be fabricated in the same manner as the optical equalizer. Fig. 8 illustrates measurement results of optical frequency characteristics of the arrayed

waveguide grating.

[0055]

As is clear from Fig. 8, flat optical frequency characteristics can be achieved in the vicinity of the center frequency (here, at an interval of 100 GHz) corresponding to each of the waveguides in the output channel waveguide 15, and further, a 3-dB bandwidth is increased up to 60 GHz from 27 GHz in the prior art. That is to say, the 3-dB bandwidth can be remarkably increased without degrading any crosstalk to an adjacent channel.

* * * * *

Ⓔ [BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS]

[Fig. 1]

Fig. 1 is a plan view showing the arrangement of an optical signal processing circuit according to the present invention.

[Fig. 2]

Fig. 2 is an enlarged view showing a structure in the vicinity of a first sectorial slab waveguide 22.

* * * * *

Ⓕ [Fig. 5]

Fig. 5 is a graph illustrating measurement results of phase characteristics of an optical equalizer.

[Fig. 6]

Fig. 6 is a graph illustrating a distribution of an optically electric field amplitude $B_{it}(i)$ in the case where the present invention is applied to an arrayed waveguide grating.

[Fig. 7]

Fig. 7 is a graph illustrating a distribution of an excessive length $Q(i)/\lambda_g$ of an optical path in the case where the present invention is applied to the arrayed waveguide grating.

[Fig. 8]

Fig. 8 is a graph illustrating measurement results of optical frequency characteristics of the arrayed waveguide grating.

* * * * *

[Fig. 12]

Fig. 12 is an enlarged view showing a structure in the vicinity of a first sectorial slab waveguide 12 (or a second sectorial slab waveguide 14).

[EXPLANATION OF REFERENCE NUMERALS]

10, 20	SUBSTRATE
11	INPUT CHANNEL WAVEGUIDE
12, 22	FIRST SECTORIAL SLAB WAVEGUIDE
13, 23	CHANNEL WAVEGUIDE ARRAY
14	SECOND SECTORIAL SLAB WAVEGUIDE
15	OUTPUT CHANNEL WAVEGUIDE

Fig. 1

ARRANGEMENT OF OPTICAL SIGNAL PROCESSING CIRCUIT ACCORDING TO
PRESENT INVENTION

INPUT OF LIGHT

OUTPUT OF LIGHT

N WAVEGUIDES

Fig. 2

STRUCTURE IN VICINITY OF FIRST SECTORIAL SLAB WAVEGUIDE 22

SIGNAL LIGHT

i-th WAVEGUIDE

Fig. 5

MEASUREMENT RESULTS OF PHASE CHARACTERISTICS OF OPTICAL EQUALIZER

PHASE OF LIGHT (radian)

OPTICAL FREQUENCY ($f - f_0$) (GHz)

Fig. 6

DISTRIBUTION OF OPTICALLY ELECTRIC FIELD AMPLITUDE $Bit(i)$ IN CASE
WHERE PRESENT INVENTION IS APPLIED TO ARRAYED WAVEGUIDE GRATING

OPTICALLY ELECTRIC FIELD AMPLITUDE $Bit(i)$

WAVEGUIDE NUMBER i OF CHANNEL WAVEGUIDE ARRAY 23

Fig. 7

DISTRIBUTION OF EXCESSIVE LENGTH $Q(i)/\lambda_g$ OF OPTICAL PATH IN CASE

WHERE PRESENT INVENTION IS APPLIED TO ARRAYED WAVEGUIDE GRATING
EXCESSIVE LENGTH $Q(i)/\lambda_g$ OF OPTICAL PATH
WAVEGUIDE NUMBER i OF CHANNEL WAVEGUIDE ARRAY 23

Fig. 8

MEASUREMENT RESULTS OF OPTICAL FREQUENCY CHARACTERISTICS OF
ARRAYED WAVEGUIDE GRATING

LOSS (dB)

OPTICAL FREQUENCY $(f - f_0)$ (GHz)

Fig. 12

STRUCTURE IN VICINITY OF FIRST SECTORIAL SLAB WAVEGUIDE 12 (OR
SECOND SECTORIAL SLAB WAVEGUIDE 14)

ARRANGEMENT OF OPTICAL SIGNAL PROCESSING
CIRCUIT ACCORDING TO PRESENT INVENTION

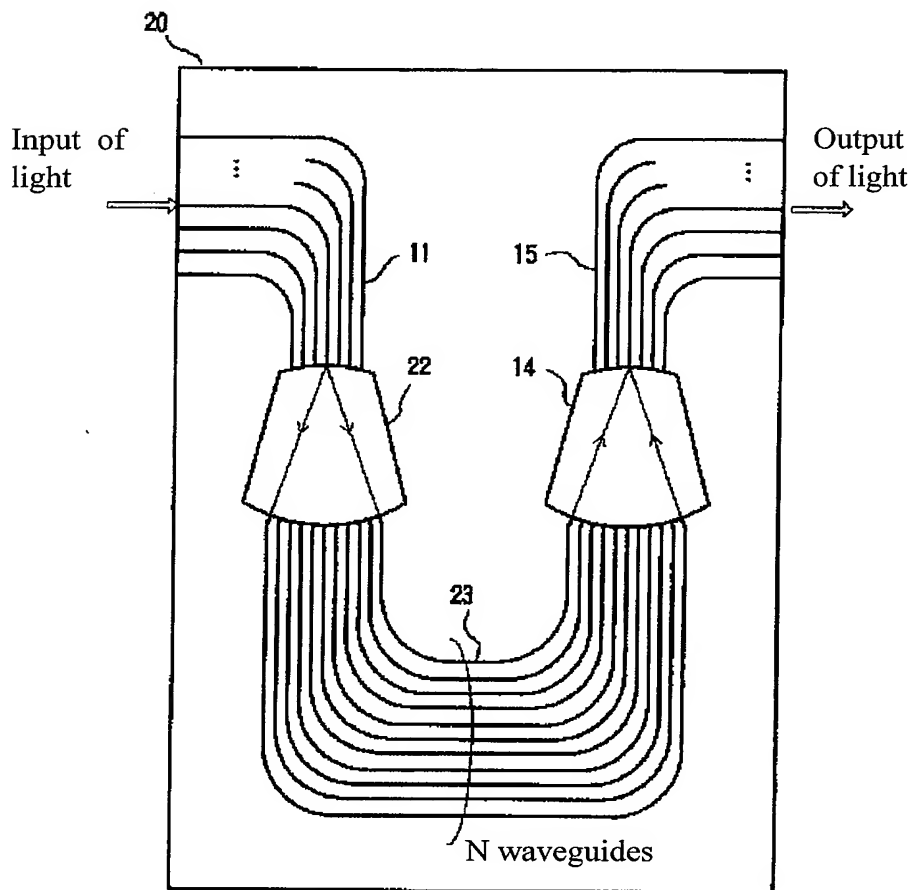
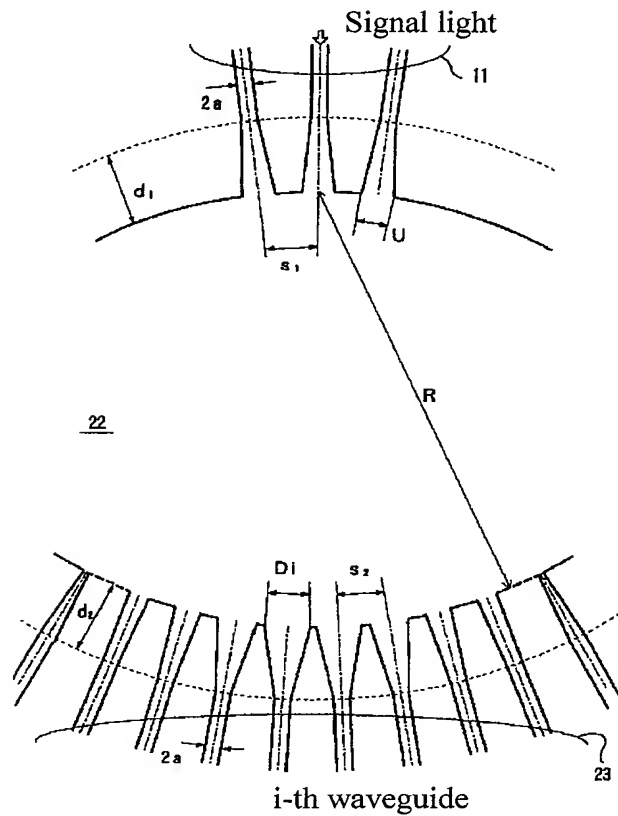


Figure 1

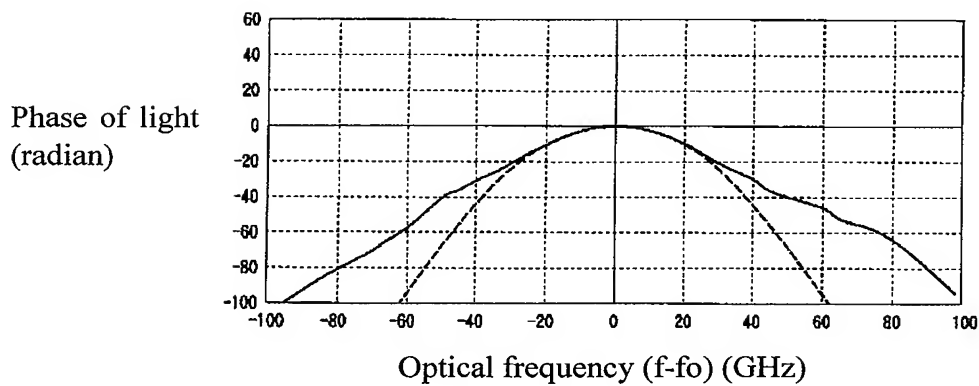
STRUCTURE IN VICINITY OF FIRST SECTORIAL SLAB WAVEGUIDE 22



j

Figure 2

MEASUREMENT RESULTS OF PHASE CHARACTERISTICS OF OPTICAL EQUALIZER



k

Figure5

DISTRIBUTION OF OPTICALLY ELECTRIC FIELD
AMPLITUDE $\text{Bit}(i)$ IN CASE WHERE PRESENT INVENTION IS
APPLIED TO ARRAYED WAVEGUIDE GRATING

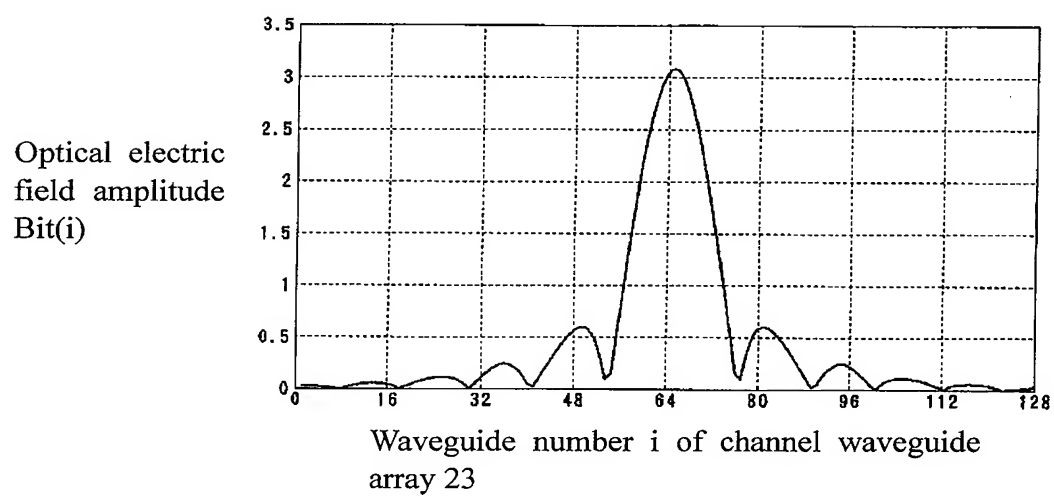


Figure 6

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-333447

(43) 公開日 平成7年(1995)12月22日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

片内整理番号

F I

技術表示箇所

G 0 2 B 6/12

H 0 4 B 10/02

G 0 2 B 6/12

H 0 4 B 9/00

U

審査請求 未請求 請求項の数 1 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号

特願平6-130632

(22) 出願日

平成6年(1994)6月13日

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号

(72) 発明者 岡本 勝就

東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日

本電信電話株式会社内

(72) 発明者 山田 裕朗

東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日

本電信電話株式会社内

(74) 代理人 弁理士 古谷 史旺

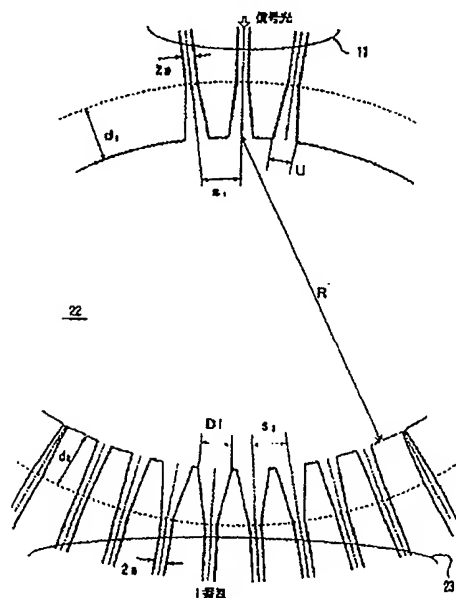
(54) 【発明の名称】 光信号処理回路

(57) 【要約】

【目的】 光ファイバの分散を補償する光等化器、また各チャネルごとにフラットな光周波数特性を有するアレイ導波路回折格子として機能する光信号処理回路を実現する。

【構成】 アレイ導波路回折格子の構成において、第1の扇形スラブ導波路とチャネル導波路アレイとの境界におけるチャネル導波路アレイの各導波路のコア開口部がそれぞれ所定の幅を有する。さらに、所定の導波路長差で順次長くなるチャネル導波路アレイの各導波路が、それぞれ信号光の波長程度以下の所定の導波路長を加減した長さを有する。

第1の扇形スラブ導波路22の近接の構造



【特許請求の範囲】

【請求項1】 基板上に、入力用チャネル導波路と、出力用チャネル導波路と、所定の導波路長差で順次長くなる複数本の導波路からなるチャネル導波路アレイと、前記入力用チャネル導波路と前記チャネル導波路アレイとを接続する第1の扇形スラブ導波路と、前記チャネル導波路アレイと前記出力用チャネル導波路とを接続する第2の扇形スラブ導波路とを形成した光信号処理回路において、

前記第1の扇形スラブ導波路と前記チャネル導波路アレイとの境界におけるチャネル導波路アレイの各導波路のコア開口部がそれぞれ所定の幅を有し、

所定の導波路長差で順次長くなるチャネル導波路アレイの各導波路が、それぞれ信号光の波長程度以下の所定の導波路長を加減した長さを有することを特徴とする光信号処理回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、光ファイバの分散によって光信号に生じた歪みを波形整形する光等化器、あるいは波長分岐機能を有するアレイ導波路回折格子として、所定の光周波数フィルタ特性を有する光信号処理回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 既設の多くの光ファイバは波長 $1.3\mu\text{m}$ で零分散となり、波長 $1.55\mu\text{m}$ で損失が最低になる特性を有している。この光ファイバに波長 $1.55\mu\text{m}$ の光信号を入射すると、光ファイバの分散によって光信号周波数（変調周波数） f が高くなるにつれて伝搬遅延時間 τ が小さくなる（伝搬速度が速くなる）。したがって、この光ファイバを伝搬する光信号は、その波長スペクトルの広がりに応じて波形が歪む。この歪みが大きくなると、光ファイバの伝送容量あるいは伝送距離が制限されることになる。

【0003】 等化器は、このような光ファイバの分散を補償して光信号を波形整形するものである。従来の等化器としては、光信号を電気信号に変換して使用するマイクロストリップ線路が知られている。その構造は図9に示すように、誘電体1とその両面に接合される金属導体2、3である。伝搬遅延時間 τ は、図10に示すように信号周波数 f が高くなるにつれて大きくなる（伝搬速度が遅くなる）。また、マイクロストリップ線路の長さ L に応じてその割合が大きくなる。このように、伝搬遅延特性はマイクロストリップ線路と光ファイバとは逆になる。したがって、分散を有する光ファイバを伝搬した光信号は、電気信号に変換した後に、所定の長さ L のマイクロストリップ線路を通すことにより、光ファイバにおける分散の影響を相殺することができる。

【0004】 次に、波長分岐機能を有する従来のアレイ導波路回折格子について、図11～図13を参照して説

明する。図11は、従来のアレイ導波路回折格子の構成を示す平面図である。

【0005】 図において、基板10上に形成した複数本（または1本）の入力用チャネル導波路11、第1の扇形スラブ導波路12、導波路長差 ΔL で順次長くなる複数本の導波路からなるチャネル導波路アレイ13、第2の扇形スラブ導波路14、複数本の出力用チャネル導波路15を順次接続した構成である。

【0006】 図12は、第1の扇形スラブ導波路12の近傍の構造を示す拡大図である。なお、第2の扇形スラブ導波路14においても同様である。図において、 R は第1の扇形スラブ導波路12の曲率半径、 $2a$ は入力用チャネル導波路11およびチャネル導波路アレイ13の各導波路のコア幅、 U は入力用チャネル導波路11の各導波路のコア開口幅、 s_1 は入力用チャネル導波路11のスラブ導波路境界での導波路間隔、 D はチャネル導波路アレイ13の各導波路のコア開口幅、 s_2 はチャネル導波路アレイ13のスラブ導波路境界での導波路間隔、 d_1 、 d_2 は各テーパ導波路部分の長さを示す。ここで、 U および D はそれぞれ一定である。

【0007】 このような構成において、所定の入力用チャネル導波路11から入射した光は、第1の扇形スラブ導波路12において回折により広がり、その回折面と垂直に配置されたチャネル導波路アレイ13に導かれる。チャネル導波路アレイ13は、各導波路が導波路長差 ΔL で順次長くなっているため、各導波路を伝搬して第2の扇形スラブ導波路14に到達した光には導波路長差 ΔL に対応する位相差が生じている。この位相差は光周波数により異なるため、第2の扇形スラブ導波路14のレンズ効果で出力用チャネル導波路15の入力端に集光する際に、光周波数ごとに異なる位置に集光する。

【0008】 アレイ導波路回折格子は、このように入力用チャネル導波路11から入射された光の周波数に対応して、出力用チャネル導波路15の導波路が選択される光分波器として動作する。従来のアレイ導波路回折格子では、図13に示すように、出力用チャネル導波路15の各導波路対応にその中心周波数（ここでは100GHz間隔）の近傍で放物線状の光周波数特性となる。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】 従来のマイクロストリップ線路による等化器では、波形整形するために光信号を一旦電気信号に変換する必要があり、全光中継システムに用いることができなかった。さらに、信号周波数 f が高くなるとマイクロストリップ線路の導体損失が増加するので、光信号の波形整形を行っても光ファイバの伝送容量と伝送距離を共に高めることは困難であった。

【0010】 また、従来のアレイ導波路回折格子は、図13に示すように放物線状の光周波数特性を有し3dB帯域幅は27GHzと狭い。したがって、入力用チャネル導波路11に入射された光の波長がその中心波長から変動し

3

た場合には、出力用チャネル導波路15の所定のチャネルへ出射される光の損失が大幅に増加し、またクロストークを劣化させる問題があった。

【0011】本発明は、光ファイバの分散を補償する光等化器、また各チャネルごとにフラットな光周波数特性を有するアレイ導波路回折格子を実現し、大容量・長距離光通信および波長分割ルーティングに適した光信号処理回路を提供することを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明の光信号処理回路は、第1の扇形スラブ導波路とチャネル導波路アレイとの境界におけるチャネル導波路アレイの各導波路のコア開口部がそれぞれ所定の幅を有する。さらに、所定の導波路長差で順次長くなるチャネル導波路アレイの各導波路が、それぞれ信号光の波長程度以下の所定の導波路長を加減した長さを有する。

【0013】

【作用】アレイ導波路回折格子を構成するチャネル導波路アレイの各導波路の光電界分布と位相は、各導波路のコア開口幅と、信号光の波長程度以下の所定の導波路長を加減した各導波路の長さに応じて設定することができる。

【0014】本発明の光信号処理回路では、この原理に基づいて、チャネル導波路アレイの各導波路のコア開口幅と長さを調整する。これにより、チャネル導波路アレイの光電界分布と位相を制御し、出力用チャネル導波路の各チャネルにおける光周波数特性を制御することができる。たとえば、光ファイバの分散特性と逆符号の光周波数特性を実現することができる。また、各チャネルごとにフラットな光周波数特性を有するアレイ導波路回折格子を実現することができる。

【0015】

【実施例】図1は、本発明の光信号処理回路の構成を示す平面図である。図において、基板10上に形成した複数本（または1本）の入力用チャネル導波路11、第1の扇形スラブ導波路22、所定の導波路長差で順次長く*

$$\phi_i = \beta c \{L_c + (i-1)\Delta L + Q(i)\} \quad \dots(1)$$

と表される。ただし、 βc は導波路の伝搬定数である。

1番目の導波路から第2のスラブ導波路14に入射された光は多重干渉し、光の周波数 f に応じたポート（本実施例では出力用チャネル導波路15の中心ポート）に出射される。出射光の電界振幅 $G(f)$ は、

【0020】

$$m_{\text{row}} = n_c \Delta L / \lambda_0 = n_c \Delta L f_0 / c \quad \dots(3)$$

の関係が成り立つ。ただし、

$$n_c = \beta c / k \quad \dots(4)$$

であり、 λ_0 および f_0 はそれぞれ信号光の中心波長および中心周波数である。

【0022】また、アレイ導波路回折格子の周波数帯域

$$W = f_0 / m_{\text{row}} \quad \dots(5)$$

4

*なる複数 N 本の導波路からなるチャネル導波路アレイ23、第2の扇形スラブ導波路14、複数本の出力用チャネル導波路15を順次接続した構成である。なお、この基本構成は図12に示す従来のアレイ導波路回折格子と同じである。本発明では、第1の扇形スラブ導波路22およびチャネル導波路23が従来のものと異なる。

【0016】図2は、第1の扇形スラブ導波路22の近傍の構造を示す拡大図である。なお、第2の扇形スラブ導波路14の近傍の構造は、図12に示す従来の第1の扇形スラブ導波路12と同じ構造である。

【0017】図において、 R は第1の扇形スラブ導波路22の曲率半径、 $2a$ は入力用チャネル導波路11およびチャネル導波路アレイ23の各導波路のコア幅、 U は入力用チャネル導波路11のコア開口幅、 s_i は入力用チャネル導波路11のスラブ導波路境界での導波路間隔、 D_i はチャネル導波路アレイ23の一端から1番目（ i は1～ N ）の導波路のコア開口幅、 s_i はチャネル導波路アレイ23のスラブ導波路境界での導波路間隔、 d_i 、 d_i は各テーパ導波路部分の長さを示す。ここで、 U は一定であるが、 D_i は各導波路ごとに異なる。

【0018】本実施例では、入力用チャネル導波路11の中心ポートに周波数 f （波長 $\lambda = c/f$ ）の信号光が入射されたとする。入射された信号光は、第1の扇形スラブ導波路22において回折により広がり、その回折面と垂直に配置されたチャネル導波路アレイ23に導かれる。このとき、チャネル導波路アレイ23の各導波路に取り込まれる光パワーの量は、各導波路のコア開口幅 D_i に依存する。いま、1番目（ i は1～ N ）の導波路の光電界振幅を $B_{it}(i)$ （実数）とする。チャネル導波路アレイ23は、図1では内側から、図2では右側から各導波路が導波路長差 ΔL で順次長くなるように構成する。これに加えて、1番目の導波路の長さには波長 λ 程度以下の所定の導波路長 $Q(i)$ が加減される。

【0019】ここで、一番右側（ $i=1$ ）の導波路の長さを L_c とすると、1番目の導波路を通過して第2の扇形スラブ導波路14に出るときの光の位相 ϕ_i は、

※【数1】

$$G(f) = \sum_{i=1}^N B_{it}(i) \exp(-j\phi_i) \quad \dots(2)$$

【0021】と表される。いま、アレイ導波路回折格子の回折次数を m_{row} とすると、

5

6

の関係が成り立つ。ここで、光周波数をアレイ導波路回 * 折格子の周波数帯域内で離散化して

$$f = f_s = f_0 + sW/N \quad (s = -N/2 \sim N/2-1) \quad \dots(6)$$

と表す。このとき、式(3)、(4)、(5)、(6)より、 $\beta_c \Delta L$ ※ ※のs番目の成分は、

$$\beta_c(s) \Delta L = 2\pi(m_{res} + s/N) \quad \dots(7)$$

となる。これを用いて式(1)を書き直すと

$$\phi_i(s) = \beta_c(s)L_c + (i-1)2\pi(m_{res} + s/N) + \beta_c(s)Q(i) \quad \dots(8)$$

となる。式(8)および式(2)を用いて出射光の電界振幅 ★【0023】

G(f)のs番目の成分を求めると、 ★【数2】

$$G(f_s) = G(s \Delta f) = \exp(-j\beta_c(s)L_c) \times \sum_{i=1}^N \text{Bit}(i) \exp\left\{-j2\pi \frac{(i-1)s}{N} - j\beta_c(s)Q(i)\right\} \quad \dots(9)$$

【0024】と表される。ただし、 $\Delta f = W/N$ であ ★【0025】

る。ここで、 $n=i-1$ ($n=0 \sim N-1$)と置き換えると、 ★【数3】

式(9)は、 ★

$$G(s \Delta f) = \exp(-j\beta_c(s)L_c) \times \sum_{n=0}^{N-1} \text{Bit}(n+1) \exp\left\{-j2\pi \frac{sn}{N} - j\beta_c(s)Q(n+1)\right\} \quad \dots(10)$$

【0026】となる。ただし、 $L_c \gg Q(n+1)$ であるの 20 ◆で、

$\beta_c(s)Q(n+1)$ を $\beta_c(0)Q(n+1)$ とおいた。ここ ◆

$$g(n) = \text{Bit}(n+1) \exp(-j\beta_c(0)Q(n+1)) \quad \dots(11)$$

とおくと、式(10)は、 ★【数4】

【0027】

$$G(s \Delta f) \exp(j\beta_c(s)L_c) = \sum_{n=0}^{N-1} g(n) \exp\left\{-j2\pi \frac{sn}{N}\right\} \quad \dots(12)$$

【0028】となる。この式は、 $g(n)$ と $G(s \Delta f)$ の

間の離散フーリエ変換の関係を表している。すなわち、

第1の扇形スラブ導波路22とチャネル導波路アレイ2

3との境界において、チャネル導波路アレイ23の各導

波路のコア開口幅を所定値に設定して (n+1)番目 ($n=$

$0 \sim N-1$)の光電界振幅 $\text{Bit}(n+1)$ を指定し、かつ光の波

長λ程度以下の所定の導波路長 $Q(n+1)$ を加減すること

により、(n+1)番目の導波路の位相を調節する。これに※

※より、所定の複素振幅係数 $g(n)$ を実現することができ、式(12)によって所望の光周波数特性 $G(s \Delta f)$ を得ることができる。

30 【0029】これとは逆に所望の光周波数特性 $G(s \Delta f)$ が既に与えられている場合には、

【0030】

【数5】

$$g(n) = \frac{1}{N} \sum_{s=-N/2}^{N/2-1} G(s \Delta f) \exp(j\beta_c(s)L_c) \exp\left\{j2\pi \frac{sn}{N}\right\} \quad \dots(13)$$

【0031】の離散フーリエ変換によって複素振幅係

数 $g(n)$ が与えられる。そして (n+1)番目 ($n=0 \sim N-$

1)の光電界振幅 $\text{Bit}(n+1)$ は、式(11)より複素振幅係

数 $g(n)$ の絶対値として与えられ、その導波路に加減する

導波路長 $Q(n+1)$ は、複素振幅係数 $g(n)$ の位相項から

求められる。このようにして、第1の扇形スラブ導波

路22とチャネル導波路アレイ23との境界におけるチャ

ネル導波路アレイ23の各導波路のコア開口幅D ★

$$H(\omega) = H_0 \exp\{-j(\beta'' L/2)(\omega - \omega_0)^2\} \quad \dots(14)$$

で与えられる。ただし、 $\beta'' = d^2\beta/d\omega^2$ 、 ω_0 は光

の中心角周波数、Lはファイバ長、 H_0 は定数である。★

$$\beta'' = (\lambda_0^3/2\pi c) \sigma \quad \dots(15)$$

の関係が成り立つ。ただし、cは真空中の光速、 λ_0 50 $= 2\pi c/\omega_0$ である。

★... と、加減する導波路長 $Q(n+1)$ が決定される。以上は、本発明の光信号処理回路の光周波数フィルタとしての一般的な説明である。

【0032】(第1実施例)以下、本発明の光信号処理回路の第1実施例として、光等化器に用いる場合の具体例について説明する。

【0033】まず、光ファイバの周波数応答 $H(\omega)$ は、

(b)

【0034】いま、波長 λ_0 の単位を μm 、光ファイバの分散 σ の単位を $\text{ps}/\text{km} \cdot \text{nm}$ 、ファイバ長 L の単位を km としたとき、

$$p = \pi \cdot 10^{-5} \cdot \lambda_0^2 \sigma L / 3 \quad \dots(16)$$

とすると、光ファイバの周波数応答 $H(\omega)$ は、

$$H(\omega) = H_0 \exp \{-j p (f - f_0)^2\} \quad \dots(17)$$

と表される。ただし、光周波数 f および f_0 の単位は GHz ※【0035】

である。これより、光ファイバの信号遅延時間 t_d は、※【数6】

$$\begin{aligned} t_d &= -\frac{d}{d\omega} \{ \arg(H) \} = -\ln \left\{ \frac{H(\omega)}{H_0} \right\} \\ &= \frac{p}{\pi} (f - f_0) = \frac{10^{-5} \lambda_0^2 \sigma L}{3} (f - f_0) \quad (\text{nsec}) \quad \dots(18) \end{aligned}$$

【0036】で与えられる。したがって、本発明の光信号処理回路の光周波数特性 $G(s, \Delta f)$ が G_0 を定数と★

$$G(s, \Delta f) = G_0 \exp \{ j p (f_0 - f)^2 \} = G_0 \exp \{ j p (s, \Delta f)^2 \} \quad \dots(19)$$

であるとき、光ファイバの分散特性(式(14)または式(17))を補償する光等化器が実現できる。 ☆に代入することにより、

【0038】

【0037】光等化器の具体的設計は、式(19)を式(13)★【数7】

$$g(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} G_0 \exp \{ j p (s, \Delta f)^2 \} \exp \{ j \beta_0(s) L_0 \} \exp \left\{ j 2\pi \frac{sn}{N} \right\} \quad \dots(20)$$

【0039】の離散フーリエ逆変換によって複素振幅係数 $g(n)$ を求める。上述したように、 $(n+1)$ 番目 $(n=0 \sim N-1)$ の光電界振幅 $\text{Bit}(n+1)$ は式(11)より複素振幅係数 $g(n)$ の絶対値として与えられ、その導波路に加減する導波路長 $Q(n+1)$ は複素振幅係数 $g(n)$ の位相項から求められる。このようにして、第1の扇形スラブ導波路22とチャネル導波路アレイ23との境界におけるチャネル導波路アレイ23の各導波路のコア開口幅 $D_{0,i}$ と加減する導波路長 $Q(n+1)$ が決定される。

【0040】本実施例のアレイ導波路回折格子において、 $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$ 、 $N=128$ 、 $R=5.63 \text{mm}$ 、 $\Delta L = 1.03749 \text{mm}$ 、 $2a=7 \mu\text{m}$ (コア厚 $2t=6 \mu\text{m}$ 、比屈折率差 $\Delta=0.75\%$)、 $U=7 \mu\text{m}$ 、 $d_1=450 \mu\text{m}$ 、 $s_1=50 \mu\text{m}$ 、 $D_0=12 \mu\text{m}$ 、 $d_2=750 \mu\text{m}$ 、 $s_2=15 \mu\text{m}$ としたとき、 $n_c=1.4507$ 、 $m_{\text{core}}=971$ 、 $W=200 \text{GHz}$ 、 $\Delta f=1.56 \text{GHz}$ となる。

【0041】このアレイ導波路回折格子により、 $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$ 、分散 $\sigma = -10 \text{ps}/\text{km} \cdot \text{nm}$ 、長さ $L=10 \text{km}$ の光ファイバの分散を補償(等化)するには、式(20)に従って $g(n)$ を求め、 $i (=n+1)$ 番目 $(i=1 \sim N, n=0 \sim N-1)$ の光電界振幅 $\text{Bit}(i)$ および加減する導波路長 $Q(i)$ を求める。

【0042】図3は光電界振幅 $\text{Bit}(i)$ の分布を示し、図4は加減する導波路長 $Q(i)$ を波長で規格化した過剰光路長 $Q(i)/\lambda_0$ の分布を示す。第1の扇形スラブ導波路22とチャネル導波路アレイ23との境界における i 番目の導波路のコア開口幅 D_i は次のようにして決める。 $\text{Bit}(i)$ の最大値(図3の場合には $i=88$ 番目)を

B_{max} とし、これに対応するコア開口幅を D_{max} とする。すなわち、図3の場合には $D_{\text{max}} = D_{0,88}$ である。コア開口幅とチャネル導波路アレイ中を伝搬する光強度(光電界強度の自乗)とは比例するので、

【0043】

【数8】

$$\frac{D_i}{D_{\text{max}}} = \left| \frac{\text{Bit}(i)}{B_{\text{max}}} \right|^2 \quad \dots(21)$$

【0044】の関係が成り立つ。したがって、 i 番目の導波路のコア開口幅 D_i は、

【0045】

【数9】

$$D_i = \left| \frac{\text{Bit}(i)}{B_{\text{max}}} \right|^2 \cdot D_{\text{max}} \quad \dots(22)$$

【0046】で与えられる。式(22)において $D_{\text{max}} = D_0 = 12 \mu\text{m}$ とし、 i 番目の導波路のコア開口幅 D_i を決定し、かつ上述のアレイ導波路回折格子のパラメータを用いてマスクを作製し、石英系光導波路を用いて本実施例の光信号処理回路を作製した。

【0047】以下、その作製手順を示す。シリコン基板上に火炎堆積法によって SiO_2 下部クラッド層を堆積し、次に GeO_2 をドーパントとして添加した SiO_2 ガラスのコア層を堆積し、電気炉で透明ガラス化した。次に、前記設計に基づくパターンを用いてコア層をエッチングし、光導波路部分を作製した。最後に、再び SiO_2 上部クラッド層を堆積した。このようにして作製した光等化器の位相特性の測定結果を図5に示す。

【0048】図5において、実線は作製した光等化器の



位相特性を示す。破線は、分散 $\sigma = -10(\text{ps/km}\cdot\text{nm})$ で長さ $L=100(\text{km})$ の光ファイバの位相特性(式(17))において $p = -0.0252(\text{GHz})^{-2}$ の逆符号の特性を示す。すなわち、等化器に要求される位相特性である。本測定結果は、 $f = f_0 - 25 \sim f_0 + 25(\text{GHz})$ の50GHzの範囲で光ファイバの分散を精度よく等化できることを示している。

【0049】(第2実施例)次に、本発明の光信号処理回路の第2実施例として、光周波数特性がフラットなアレイ導波路回折格子として用いる場合の構成について説明する。

【0050】基本的な構成は、光等化器として用いる場合と同様である。ただし、第1の扇形スラブ導波路22との境界におけるチャネル導波路アレイ23の各導波路のコア開口幅 D_i と、その導波路に加減する導波路長 Q_i を

$$G(s, \Delta f) = \begin{cases} 1 & \dots s = -5 \sim 5 \\ 0 & \dots s = -N/2 \sim -6, 6 \sim N/2 - 1 \end{cases} \quad \dots(23)$$

【0054】において $g(n)$ を求め、 $i (=n+1)$ 番目($i=1 \sim N, n=0 \sim N-1$)の光電界振幅 $B_{ii}(i)$ および加減する導波路長 $Q(i)$ を求める。図6は光電界振幅 $B_{ii}(i)$ の分布を示し、図7は加減する導波路長 $Q(i)$ を導波路内波長 $\lambda_s (= \lambda_0 / n_c)$ で規格化した過剰光路長 $Q(i) / \lambda_s$ の分布を示す。なお、第1の扇形スラブ導波路22とチャネル導波路アレイ23との境界における1番目の導波路のコア開口幅 D_1 は、式(22)において $D_{\max} = 12 \mu\text{m}$ として決定した。このようなアレイ導波路回折格子は、光等化器の場合と同様にして作製することができる。その光周波数特性の測定結果を図8に示す。

【0055】図8において、出力用チャネル導波路15では、各導波路対応の中心周波数(ここでは100GHz間隔)の近傍でフラットな光周波数特性を実現でき、3dB帯域幅は従来の27GHzから60GHzにまで拡大された。すなわち、隣接するチャネルへのクロストークを劣化させることなく、3dB帯域幅を大幅に増大させることができる。

【0056】

【発明の効果】以上説明したように本発明の光信号処理回路は、アレイ導波路回折格子のパラメータを適当に選ぶことにより、任意の伝搬遅延特性を実現することができる。これにより、光信号を電気信号に変換することなく、光ファイバの分散を補償する波形整形が可能となり、大容量・長距離光通信を容易に実現することができる。

【0057】また、アレイ導波路回折格子のパラメータを適当に選ぶことにより、隣接する信号チャネルへのクロストークを劣化させることなく、3dB帯域幅を大幅に増大させることができる。したがって、例えばレーザ光源の波長が温度変化によって各信号チャネルの中心波長から変動した場合でも、通過損失を増加させることなく

* (1) の値が異なる。

【0051】本実施例のアレイ導波路回折格子において、 $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$ 、 $N=128$ 、 $R=5.63\text{mm}$ 、 $\Delta L=254.3 \mu\text{m}$ 、 $2a=7 \mu\text{m}$ (コア厚 $2t=6 \mu\text{m}$ 、比屈折率差 $\Delta=0.75\%$)、 $U=7 \mu\text{m}$ 、 $d_1=450 \mu\text{m}$ 、 $s_1=50 \mu\text{m}$ 、 $D_0=12 \mu\text{m}$ 、 $d_2=750 \mu\text{m}$ 、 $s_2=15 \mu\text{m}$ としたとき、 $n_c=1.4507$ 、 $m_{\text{res}}=238$ 、 $W=813.2 \text{GHz}$ 、 $\Delta f=6.35 \text{GHz}$ となる。

【0052】このアレイ導波路回折格子により、 $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$ でフラットな光周波数特性を実現するには、式(13)において、

【0053】

【数10】

所定の分波特性を維持することができる。これにより、波長分割ルーティングシステム等の設計の許容度が増すことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の光信号処理回路の構成を示す平面図。

【図2】第1の扇形スラブ導波路22の近傍の構造を示す拡大図。

【図3】光等化器として用いる場合の光電界振幅 $B_{ii}(i)$ の分布を示す図。

【図4】光等化器として用いる場合の過剰光路長 $Q(i) / \lambda_s$ の分布を示す図。

【図5】光等化器の位相特性の測定結果を示す図。

【図6】アレイ導波路回折格子として用いる場合の光電界振幅 $B_{ii}(i)$ の分布を示す図。

【図7】アレイ導波路回折格子として用いる場合の過剰光路長 $Q(i) / \lambda_s$ の分布を示す図。

【図8】アレイ導波路回折格子の光周波数特性の測定結果を示す図。

【図9】従来の等化器の構成を示す図。

【図10】従来の等化器の伝搬遅延特性を示す図。

【図11】従来のアレイ導波路回折格子の構成を示す平面図。

【図12】第1の扇形スラブ導波路12(第2の扇形スラブ導波路14)の近傍の構造を示す拡大図。

【図13】従来のアレイ導波路回折格子の光周波数特性を示す図。

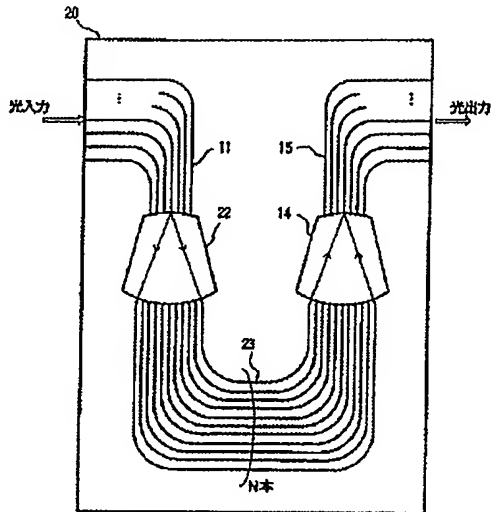
【符号の説明】

- 10, 20 基板
- 11 入力用チャネル導波路
- 12, 22 第1の扇形スラブ導波路
- 13, 23 チャネル導波路アレイ
- 14 第2の扇形スラブ導波路
- 15 出力用チャネル導波路

i

【図1】

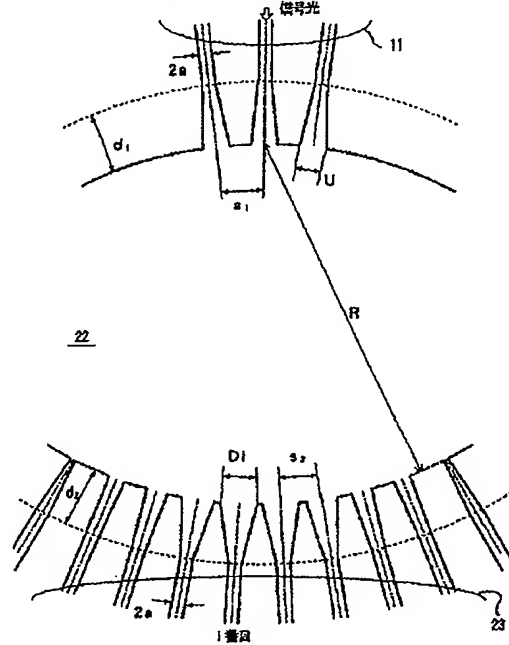
本発明の光信号処理回路の構成



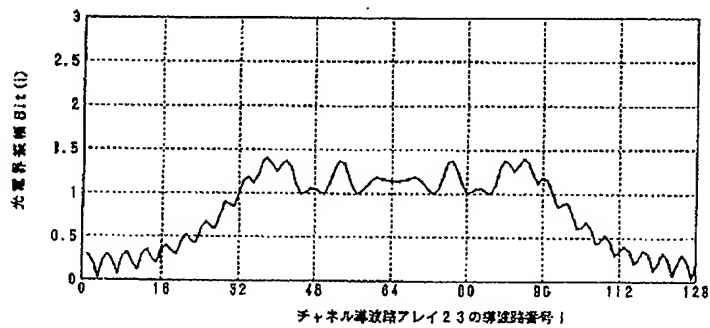
j

【図2】

第1の扇形スラブ導波路22の近傍の構造

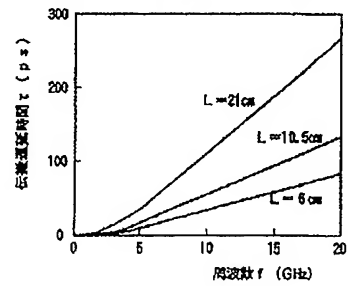


【図3】

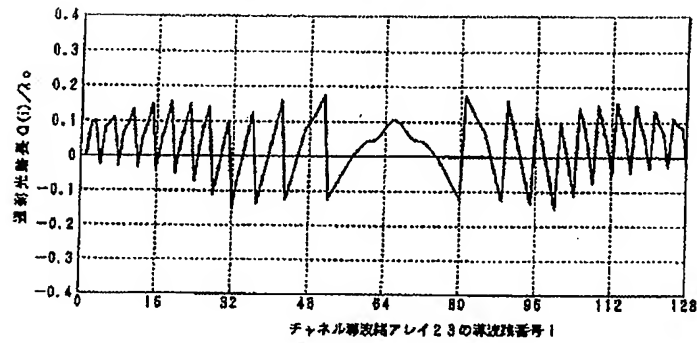
光等化器として用いる場合の光周界振幅 $B_{it}(f)$ の分布

【図10】

従来の等化器の伝搬遅延特性

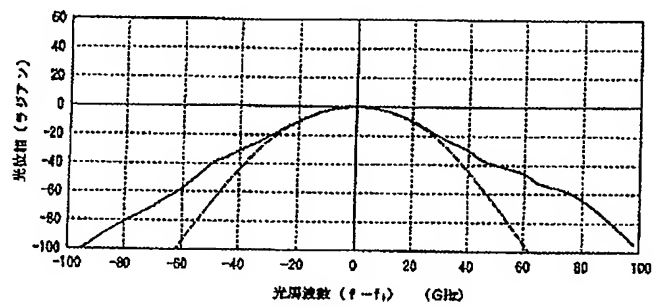


【図4】

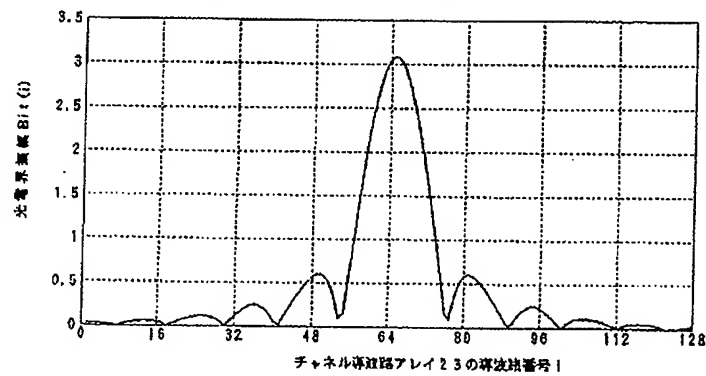
光変化器として用いる場合の遅延光路長 $Q(i)/\lambda_0$ の分布

【図5】

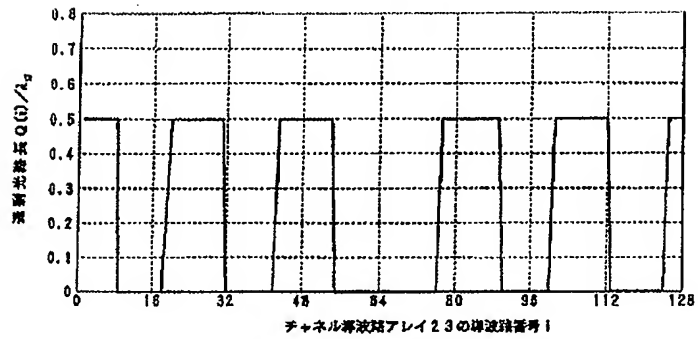
光変化器の位相特性の測定結果



【図6】

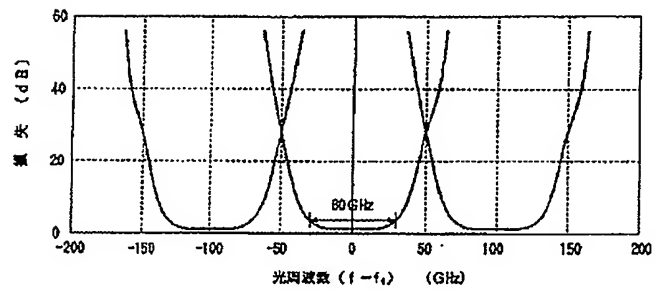
アレイ導波路目折格子として用いる場合の光電界振幅 $B_{1t}(i)$ の分布

【図7】

アレイ導波路回折格子として用いる場合の通帯光強度 $Q(i)/\lambda_0$ の分布

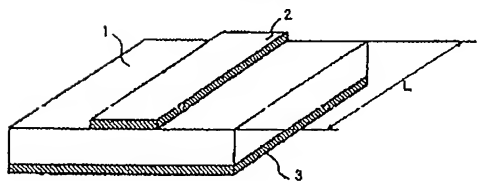
【図8】

アレイ導波路回折格子の光周波数特性の測定結果



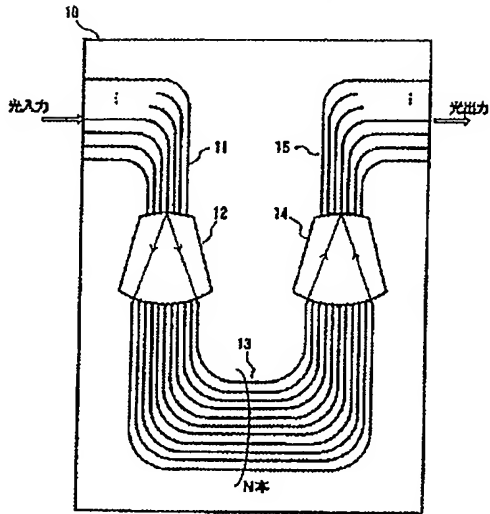
【図9】

従来の等化器の構成



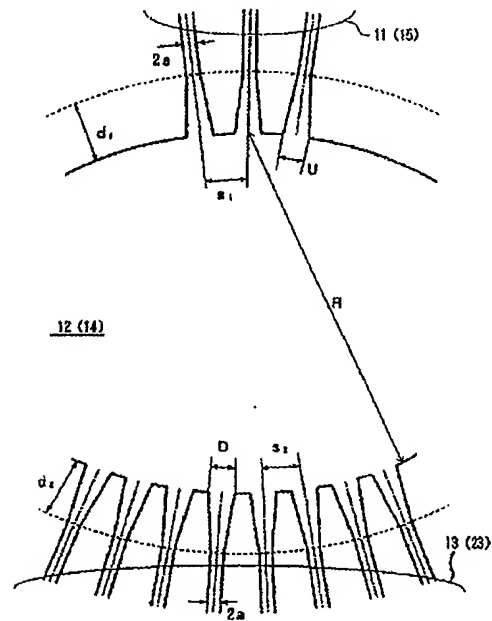
【図11】

従来のアレイ導波路回折格子の構成



【図12】

第1の扇形スラブ導波路12（第2の扇形スラブ導波路14）の近傍の構造



【図13】

従来のアレイ導波路回折格子の光回折特性

